

09.12.99

## 日本国特許庁

PATENT OFFICE  
JAPANESE GOVERNMENT

Eku

REC'D 04 FEB 2000

WIPO PCT

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日

Date of Application:

1998年12月 9日

09/601886

出願番号

Application Number:

平成10年特許願第350502号

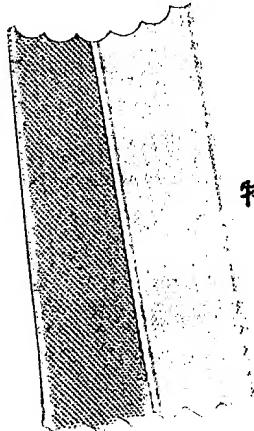
出願人

Applicant(s):

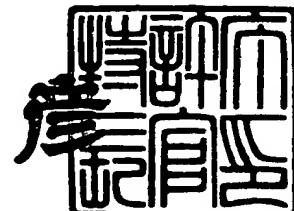
坪内 和夫

PRIORITY  
DOCUMENTSUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)

2000年 1月 21日



特許庁長官  
Commissioner,  
Patent Office



出証番号 出証特平11-3094635

【書類名】 特許願  
 【整理番号】 98P00703  
 【提出日】 平成10年12月 9日  
 【あて先】 特許庁長官 伊佐山 建志殿  
 【国際特許分類】 H03H 9/145  
 【発明の名称】 符号分割多重通信方式  
 【請求項の数】 26  
 【発明者】  
     【住所又は居所】 愛知県名古屋市瑞穂区須田町2番56号 日本碍子株式  
     会社内  
     【氏名】 柴田 智彦  
 【発明者】  
     【住所又は居所】 宮城県仙台市太白区人来田2丁目30-38  
     【氏名】 坪内 和夫  
 【発明者】  
     【住所又は居所】 宮城県仙台市青葉区川内元支倉35 川内住宅3-10  
     2  
     【氏名】 益 一哉  
 【特許出願人】  
     【住所又は居所】 宮城県仙台市太白区人来田2丁目30-38  
     【氏名又は名称】 坪内 和夫  
 【代理人】  
     【識別番号】 100059258  
     【弁理士】  
     【氏名又は名称】 杉村 晓秀  
 【選任した代理人】  
     【識別番号】 100072051  
     【弁理士】  
     【氏名又は名称】 杉村 興作

【選任した代理人】

【識別番号】 100098383

【弁理士】

【氏名又は名称】 杉村 純子

【選任した代理人】

【識別番号】 100101096

【弁理士】

【氏名又は名称】 徳永 博

【選任した代理人】

【識別番号】 100100125

【弁理士】

【氏名又は名称】 高見 和明

【選任した代理人】

【識別番号】 100073313

【弁理士】

【氏名又は名称】 梅本 政夫

【選任した代理人】

【識別番号】 100097504

【弁理士】

【氏名又は名称】 青木 純雄

【選任した代理人】

【識別番号】 100102886

【弁理士】

【氏名又は名称】 中谷 光夫

【選任した代理人】

【識別番号】 100107227

【弁理士】

【氏名又は名称】 藤谷 史朗

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 015093

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 符号分割多重通信方式

【特許請求の範囲】

【請求項1】 送信側では、ベースバンドデータに直交符号を乗算して得られるデータ部と、前記直交符号のチップ同期を受信側で確保するための同期符号列を含むプリアンブル部とで構成された符号分割多重信号を、所定の中心周波数を有するキャリアで変調して送信し、受信側では弹性表面波マッチトフィルタによってプリアンブル部中の同期符号列から相関ピークを検出し、この検出タイミングに基づいて発生させた直交符号によってデータ部のベースバンドデータを復調する符号分割多重通信方式において、

前記プリアンブル部に複数の同期符号列を設け、前記弹性表面波マッチトフィルタがこれら複数の同期符号列の内の少なくとも1つから相関ピークを検出するタイミングに基づいて前記直交符号を発生させることを特徴とする符号分割多重通信方式。

【請求項2】 前記プリアンブル部を、少なくとも1つの同期符号列よりなる同期パケット部分と、それに続くダミー部分とで構成される同期バーストを複数回 $N_{burst}$ だけ繰り返して構成し、1つの同期バーストの時間 $T_{burst}$ を、前記データ部の1つのシンボルの時間 $T_{symbol}$ の整数倍としたことを特徴とする請求項1に記載の符号分割多重通信方式。

【請求項3】 前記プリアンブル部を構成するバーストの時間 $T_{burst}$ を、前記データ部のシンボルの時間 $T_{symbol}$ と等しくしたことを特徴とする請求項2に記載の符号分割多重通信方式。

【請求項4】 前記プリアンブル部を構成する複数のバーストの繰り返し回数 $N_{burst}$ を、5～15としたことを特徴とする請求項2または3に記載の符号分割多重通信方式。

【請求項5】 前記プリアンブル部を構成する複数のバーストの繰り返し回数 $N_{burst}$ を、6～12としたことを特徴とする請求項4に記載の符号分割多重通信方式。

【請求項6】 前記プリアンブル部の同期符号列のチップレートを、前記データ

部のチップレートよりも高くしたことを特徴とする請求項1～5の何れかに記載の符号分割多重通信方式。

【請求項7】 前記プリアンブル部の同期符号列のチップレートを、前記データ部のチップレートの2倍以上の整数倍としたことを特徴とする請求項6に記載の符号分割多重通信方式。

【請求項8】 前記データ部の直交符号のチップ長を64チップとしたことを特徴とする請求項1～7の何れかに記載の符号分割多重通信方式。

【請求項9】 送信側では、ベースバンドデータに直交符号を乗算して得られるデータ部と、前記直交符号のチップ同期を受信側で確保するための同期符号列を含むプリアンブル部とで構成された符号分割多重信号を、所定の中心周波数を有するキャリアで変調して送信し、受信側では弾性表面波マッチトフィルタによってプリアンブル部中の同期符号列から相関ピークを検出し、この検出タイミングに基づいて発生させた直交符号により受信したデータ部のベースバンドデータを復調する符号分割多重通信方式において、

前記プリアンブル部の、少なくとも1つの同期符号列よりなる同期パケット部分と、それに続くダミー部分とで構成される同期バーストの時間 $T_{burst}$ と、前記データ部の1つのシンボルの時間 $T_{symbol}$ とを一致させたことを特徴とする符号分割多重通信方式。

【請求項10】 前記プリアンブル部を、複数の同期バースで構成したことを特徴とする請求項9に記載の符号分割多重通信方式。

【請求項11】 前記プリアンブル部中の複数の同期バーストの繰り返し回数を、5～15としたことを特徴とする請求項10に記載の符号分割多重通信方式。

【請求項12】 前記プリアンブル部中の複数の同期バーストの繰り返し回数を、6～12としたことを特徴とする請求項11に記載の符号分割多重通信方式。

【請求項13】 前記プリアンブル部の同期符号列のチップレートを、前記データ部のチップレートよりも高くしたことを特徴とする請求項9～12の何れかに記載の符号分割多重通信方式。

【請求項14】 前記プリアンブル部の同期符号列のチップレートを、前記データ部のチップレートの2倍以上の整数倍としたことを特徴とする請求項13に記

載の符号分割多重通信方式。

【請求項15】 前記データ部の直交符号のチップ長を64チップとしたことを特徴とする請求項9～14の何れかに記載の符号分割多重通信方式。

【請求項16】 送信側では、ベースバンドデータに直交符号を乗算して得られるデータ部と、前記直交符号のチップ同期を受信側で確保するための同期符号列を含むプリアンブル部とで構成された符号分割多重信号を、所定の中心周波数を有するキャリアで変調して送信し、受信側では弹性表面波マッチトフィルタによってプリアンブル部中の同期符号列から相関ピークを検出し、この検出タイミングに基づいて発生させた直交符号によって受信したデータ部のベースバンドデータを復調する符号分割多重通信方式において、

受信側において前記弹性表面波マッチトフィルタで検出される相関ピークのタイミングに基づいて発生される直交符号と、受信した符号分割多重信号とを乗算して狭帯域変調信号を取り出し、この狭帯域変調信号を、受信側に設けた局部発振器から発生されるキャリアを用いて復調して元のベースバンドデータを再生することを特徴とする符号分割多重通信方式。

【請求項17】 前記受信側に設けた局部発振器から、前記送信側において発生されるキャリアの中心周波数に等しい周波数を有するキャリアを発生させ、このキャリアと前記狭帯域変調信号とを乗算して前記ベースバンドデータを復調することを特徴とする請求項16に記載の符号分割多重通信方式。

【請求項18】 前記受信側に設けた局部発振器から、前記送信側において発生されるキャリアの中心周波数とは異なる周波数のキャリアを発生させ、このキャリアと前記狭帯域変調信号とを乗算して得られる差周波数の狭帯域変調信号を取り出し、この差周波数の狭帯域変調信号を復調して前記ベースバンドデータを復調することを特徴とする請求項16に記載の符号分割多重通信方式。

【請求項19】 前記プリアンブル部を、少なくとも1つの同期符号列よりなる同期パケット部分と、それに続くダミー部分とで構成される同期バーストを複数回繰り返して構成し、この同期バーストの時間 $T_{burst}$ を前記データ部の1つのシンボルの時間 $T_{symbol}$ の整数倍としたことを特徴とする請求項16～18の何れかに記載の符号分割多重通信方式。

【請求項20】 前記プリアンブル部の同期バーストの時間 $T_{burst}$ を前記データ部の1つのシンボルの時間 $T_{symbol}$ と一致させたことを特徴とする請求項19に記載の符号分割多重通信方式。

【請求項21】 前記プリアンブル部中の複数の同期バーストの繰り返し回数を、5～15としたことを特徴とする請求項20に記載の符号分割多重通信方式。

【請求項22】 前記プリアンブル部中の複数の同期バーストの繰り返し回数を、6～12としたことを特徴とする請求項21に記載の符号分割多重通信方式。

【請求項23】 前記プリアンブル部の同期符号列のチップレートを、前記データ部のチップレートよりも高くしたことを特徴とする請求項16～22の何れかに記載の符号分割多重通信方式。

【請求項24】 前記プリアンブル部の同期符号列のチップレートを、前記データ部のチップレートの2倍以上の整数倍としたことを特徴とする請求項23に記載の符号分割多重通信方式。

【請求項25】 前記データ部の直交符号のチップ長を64チップとしたことを特徴とする請求項16～24の何れかに記載の符号分割多重通信方式。

【請求項26】 前記弹性表面波マッチトフィルタを、窒化アルミニウム薄膜を構成要素の一部とする弹性表面波マッチトフィルタで構成したことを特徴とする請求項1～25の何れかに記載の符号分割多重通信方式。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

###### 【発明の属する技術分野】

本発明は、スペクトル拡散通信方式に関するものであり、特に高速同期が可能な符号分割多重通信方式に関するものである。

##### 【0002】

###### 【従来の技術】

高度情報化社会の進展には、通信技術の発展が必須であるが、特に無線通信技術は重要となっている。このような無線通信の一つとして、半径数百メートルのセル（構内セルと称する）内に基地局（ここでは送信局という）を設け、構内セル内を移動する複数の移動局（受信局という）との間で同時に無線通信を行なう

のような無線通信が開発されている。このような無線通信では、互いに干渉しない複数のチャネルを設定する必要がある。このための多元接続方式としては、周波数分割多元接続FDMA(Frequency Division Multiple Access)、時間分割多元接続TDMA(Time Division Multiple Access)、符号分割多元接続CDMA(Code Division Multiple Access)などが提案されている。本発明は、これらの多元接続方式の内の符号分割多元接続CDMAに属するものである。

#### 【0003】

このCDMAにおいては、ベースバンドデータを高速ディジタルコードによって変調することによって周波数スペクトラムが拡げられるため、スペクトラム拡散通信方式SSC(Spread Spectrum Communication)とも呼ばれている。このSS-CDMAは、耐フェージング特性、耐マルチパス特性、耐妨害特性に優れないとともに対等分散交換機能や位置決め機能なども有しており、優れた特性を持っている。

本発明において、ダウンリンクとはセルのほぼ中央部に存在する基地局から、セル内の複数の移動局への送受信のことを言う。以下、送信局とは基地局のことであり、受信局とは移動局のことである。このようなSS-CDMAでのダウンリンク(送信局から受信局への通信)においては、送信側ではベースバンドデータを所定の中心周波数を有するキャリアと乗算して1次変調信号を作成し、さらにこれを拡散符号(疑似雑音(PN)符号ともいう)と乗算して周波数スペクトラムが拡がった2次変調信号を送出する。受信側では、上述した拡散符号と同じ拡散符号および上述したキャリアと同じキャリアを発生させ、これらと受信信号を乗算すると元のベースバンドデータに復調することができる。

#### 【0004】

このようなSS-CDMA通信方式における拡散符号としては、多数のチャネルを識別できるように、直交符号が使用されており、例えば直交 $m$ 系列符号、直交ウオルシュ(Walsh)符号、直交ゴールド符号などを採用することができる。このような直交符号を使用する場合に、受信側において所定の直交符号を発生させるタイミング、すなわち符号の同期を取る必要がある。この符号同期はチップ同期と称されている。従来、このチップ同期を取るためにには、ディジタルスライディング相関器やディジタルマッチトフィルタなどを用いることが提案されている。

## 【0005】

デジタルスライディング相関器は、直交符号を受信信号よりも早く巡回させ、DLL(Delay Lock Loop)を有する判定回路によってチップ同期を取るものであるが、相関器のバランスによる動作不安定性があるとともに最大で符号1周期の巡回が必要であるので同期捕捉に時間がかかる欠点がある。

また、デジタルマッチトフィルタは、シフトレジスタを用いて既知の直交符号と受信信号との相関積分を行なうことにより相関ピークを検出することによって同期捕捉を行なうものであり、上述したデジタルスライディング相関器に比較して高速同期が可能であるが、相関ピークの存在タイミングに曖昧さが残る恐れがある。また、直交符号の1周期のチップ数が多くなるとシフトレジスタのビット数も多くなり、経済的な問題も生じる欠点がある。

## 【0006】

シリコン集積回路技術によるデジタルマッチトフィルタは、一般にベースバンド周波数で動作するため、キャリア周波数を含んだままでは動作することができず、同期検波などを行った後、受信信号をデジタルマッチトフィルタに入力する必要がある。一般にPN符号などによって2次変調された信号はスペクトルが拡がっており、C/N比が小さいため同期検波を行うことが非常に困難である。現在開発中の0.2~0.13μmの微細化技術によるシリコン集積回路を利用すると100MHz程度で動作するデジタルマッチトフィルタは原理的に可能となるが、回路規模が膨大となり消費電力も少なくとも1ワットを越え、低消費電力が必須である移動機の受信部に利用することは現実的には困難である。

さらに、これらのデジタルスライディング相関器やデジタルマッチトフィルタは、一般に待機時における電力消費が大きいという欠点もある。

## 【0007】

このような問題を解決するために、本願の発明者等は、送信側では、ベースバンドデータに直交符号を乗算して得られるデータ部と、前記直交符号の同期を受信側で確保するためのプリアンブル部とで構成された符号分割多重信号を送信し、受信側では弹性表面波マッチトフィルタによってプリアンブル部中の同期符号列から相関ピークを検出し、この検出タイミングに基づいて直交符号を発生させ

、この直交符号で受信したデータ部のベースバンドデータを復調する符号分割多重通信方式を既に提案している。このような符号分割多重通信方式は、例えば特開平09-261121号公報に記載されている。以下、弹性表面波マッチトフィルタもしくは表面弹性波マッチトフィルタを「SAW MF」と称する。SAW MFは、Surface Acoustic Wave Matched Filterを略したものである。

#### 【0008】

このような符号分割多重通信方式によれば、直交符号の同期を高速で取ることができます。また、弹性表面波マッチトフィルタは受動素子であり、本質的に電力消費がなく、したがって待機電力の少ない受信機を提供できる特徴がある。さらに、弹性表面波マッチトフィルタは、キャリアを含んだ状態で相関を取ることができますので、適当な材料を利用した弹性表面波マッチトフィルタではGHz帯、すなわちRF帯域において相関操作を行うことができる。このため、RF帯の受信信号を直接入力し相関を取ることができますので、ダウンコンバートなどの前処理が必要でなくなるという利点もある。後述するが、GHz帯で動作可能なSAW MFとしては、窒化アルミニウム薄膜を構成要素とした「窒化アルミニウム／サファイア構造」のSAW MFが好適である。

#### 【0009】

##### 【発明が解決しようとする課題】

上述した特開平09-261121号公報に記載されている従来の符号分割多重通信方式においては、プリアンブル部を、同期符号列として1-1チップのバークー符号より成る同期パケット部分と、それに続く5チップのダミー部分とで構成し、データ部を直交PN符号で変調した1024チップのシンボルをn個連続させて構成している。このように従来の符号分割多重通信方式においては、受信側において直交符号を受信した符号分割多重信号のデータ部のチップと同期して発生させるために、プリアンブル部を設けているが、1つのパケットの先頭に同期符号列が1つしか存在していないため、この同期符号列の検出ができないとパケット全体の受信ができないという欠点がある。無線通信においては、種々のノイズやマルチパスや隣接するセルからの混信などの影響が大きいので、プリアンブル部に1つの同期符号列しか設けないと、その相関ピークを良好に検出できな

いという問題がある。

【0010】

さらに、上述した従来の符号分割多重通信方式においては、受信側において弹性表面波マッチトフィルタの出力信号、すなわち相関ピークから送信されてくる符号分割多重信号のキャリアに同期したキャリアを発生させ、このキャリアと上述したようにして発生させた直交符号とを混合し、この混合した信号を受信信号と乗算してベースバンドデータを復調するようにしている。弹性表面波マッチトフィルタの相関ピークの出現している時間内に受信したキャリアと周波数と位相の同期の取れたキャリアを再生することは可能であるが、相関ピークが出力されている短い時間幅から再生するには回路的工夫を必要とする。そのためより簡便な方法による回路構成が望まれている。

【0011】

したがって、本発明の第1の目的は、通信環境が劣悪な場合でも、同期符号列のチップ同期を、確実に且つ高速に取ることができ、したがってパケット全体の受信ができないような不具合をなくした符号分割多重通信方式を提供しようと/orするものである。

【0012】

本発明の第2の目的は、上述した第1の目的を達成するとともに、表面弹性波マッチトフィルタからの相関ピークから、受信信号に同期したキャリアを使用することなくベースバンドデータを正確に復調することができる符号分割多重通信方式を提供しようとするものである。

【0013】

【課題を解決するための手段】

本発明は、送信側では、ベースバンドデータに直交符号を乗算して得られるデータ部と、前記直交符号のチップ同期を受信側で確保するための同期符号列を含むプリアンブル部とで構成された符号分割多重信号を、所定の中心周波数を有するキャリアで変調して送信し、受信側では弹性表面波マッチトフィルタによってプリアンブル部中の同期符号列から相関ピークを検出し、この検出タイミングに基づいて発生させた直交符号によってデータ部のベースバンドデータを復調する

符号分割多重通信方式において、前記プリアンブル部に複数の同期符号列を設け、前記弹性表面波マッチトフィルタがこれら複数の同期符号列の内の少なくとも1つから相関ピークを検出するタイミングに基づいて前記直交符号を発生させることを特徴とするものである。

【0014】

このような本発明による符号分割多重通信方式によれば、送信信号中のプリアンブル部に、複数の同期符号列を設け、その内の少なくとも1つを弹性表面波マッチトフィルタによって検出することができれば、チップ同期の取れた直交符号を発生させることができるので、パケット全体が欠落してしまうような事態の発生を大幅に抑止することができる。

【0015】

上述したように、プリアンブル部に複数の同期符号列を設ける場合でも、常に全ての同期符号列の相関ピークを検出することができる訳ではないので、全て同じ同期符号列を使用する場合には、検出された相関ピークから直交符号の発生タイミングを確実に予測することができない。すなわち、プリアンブル部に、例えば10個の同期符号列を設けたとすると、理想状態ではこれら10個の同期符号列を検出する度に弹性表面波マッチトフィルタから相関ピークが得られるが、通信路の悪化により、9個の同期符号列しか検出されない場合には、これらの9個の相関ピークからデータ部の最初のシンボルの開示時刻を予測することは一般にはできない。このような不具合を解決するためには、例えば複数の同期符号列の構成を変えて、どの位置の同期符号列からの相関ピークであるのかを知るようすれば良いが、その場合には、送信局や受信局の構成が複雑になってしまう。

【0016】

本発明はこのような問題をも解決するために、送信側では、ベースバンドデータに直交符号を乗算して得られるデータ部と、前記直交符号のチップ同期を受信側で確保するための同期符号列を含むプリアンブル部とで構成された符号分割多重信号を、所定の中心周波数を有するキャリアで変調して送信し、受信側では弹性表面波マッチトフィルタによってプリアンブル部中の同期符号列から相関ピークを検出し、この検出タイミングに基づいて発生させた直交符号により受信したデ

ータ部のベースバンドデータを復調する符号分割多重通信方式において、前記プリアンブル部の、少なくとも1つの同期符号列よりなる同期パケット部分と、それに続くダミー部分とで構成される同期バーストの時間 $T_{burst}$ を、前記データ部の1つのシンボルの時間 $T_{symbol}$ の整数倍とする。特に、同期バーストの時間 $T_{burst}$ を、前記データ部のシンボルの時間 $T_{symbol}$ と等しくするのが好適である。

## 【0017】

このような本発明による符号分割多重通信方式によれば、同一の構成よりなる例えば10個の同期符号列をプリアンブル部に設ける場合、その中の1つでも相関ピークを検出することができれば、データ部の最初のシンボルの開始タイミングに正確に合った直交符号を発生させることができる。

また、この場合には、プリアンブル部内の同期符号列から相関ピークが最初に検出されるタイミングに基づいて直交符号を発生させたり、後述する実施例のように相関ピークが検出される度毎に直交符号発生回路の動作をリセットさせたりすることができるが、後者の方が、データ部の開始タイミングに一層近いタイミングに基づいて直交符号を発生させることができるので、より正確なチップ同期が取れる可能性がある。

## 【0018】

さらに上述した第2の目的を達成する本発明は、送信側では、ベースバンドデータに直交符号を乗算して得られるデータ部と、前記直交符号のチップ同期を受信側で確保するための同期符号列を含むプリアンブル部とで構成された符号分割多重信号を、所定の中心周波数を有するキャリアで変調して送信し、受信側では弾性表面波マッチトフィルタによってプリアンブル部中の同期符号列から相関ピークを検出し、この検出タイミングに基づいて発生させた直交符号によって受信したデータ部のベースバンドデータを復調する符号分割多重通信方式において、受信側において前記弾性表面波マッチトフィルタで検出される相関ピークのタイミングに基づいて発生される直交符号と、受信した符号分割多重信号とを乗算して狭帯域変調信号を取り出し、この狭帯域変調信号を、受信側に設けた局部発振器から発生されるキャリアを用いて復調して元のベースバンドデータを再生する

ことを特徴とするものである。

【0019】

このような本発明による符号分割多重通信方式の好適な実施例では、前記受信側に設けた局部発振器から、前記送信側において発生されるキャリアの中心周波数に等しい周波数を有するキャリアを発生させ、このキャリアと前記狭帯域変調信号とを乗算して前記ベースバンドデータを復調するようとする。

或いは、前記受信側に設けた局部発振器から、前記送信側において発生されるキャリアの中心周波数とは異なる周波数のキャリアを発生させ、このキャリアと前記狭帯域変調信号とを乗算して得られる差周波数の狭帯域変調信号を取り出し、この差周波数の狭帯域変調信号を復調して前記ベースバンドデータを復調するヘテロダイン方式を採用することもできる。

いずれの場合でも、狭帯域変調信号を復調してベースバンドデータを再生するのは通常の復調方式を使用することができる。

【0020】

さらに、本発明においては、前記プリアンブル部を構成する複数のバーストの繰り返し回数  $N_{burst}$  を、5～15、特に6～12とすることによって、種々の通信環境において、チップ同期が取れることによってパケット全体が欠落してしまう確率は、上述した従来の符号分割多重通信方式よりも遙に低いことを確かめた。

【0021】

また、本発明においては、前記プリアンブル部の同期符号列のチップレートを、前記データ部のチップレートよりも高く、特に2倍以上の整数倍とするのが好適である。すなわち、この場合には、表面弹性波マッチトフィルタから出力される相関ピークが時間的に鋭くなるので、直交符号の発生タイミングをより一層正確に規定できる。

【0022】

上述したようにプリアンブル部に設ける同期符号列としては、11チップのバーカー符号や15チップのM系列符号などを用いることができ、データ部の直交符号としては、64チップの直交m系列符号、64チップの直交ウォルシュ符号

や64チップの直交ゴールド符号などを用いることができる。

【0023】

【発明の実施の形態】

本発明を図面を参照して説明する前に、用語の定義をする。

符号分割多重信号パケット

先頭に設けられた1つのプリアンブル部と、それに続く複数のシンボルより成るデータ部とで構成されるパケット

パケット時間  $T_{packet}$

プリアンブル部およびデータ部よりなるパケットの時間

データレート  $D$  [bps(bit per second)]

2値信号「1, 0」より成るベースバンドデータの1秒当たりのビット数

シンボル時間  $T_{symbol}$

データ部に含まれるシンボルの時間

同期バースト

少なくとも1つの同期符号列よりなる同期パケット部分と、それに続くダミー部分とで構成された信号部分

同期バースト時間  $T_{burst}$

同期バーストの時間

チップ長  $N$  [チップ]

~~S S方式あるいはCDMA方式では、PNコードを乗算し2次変調する。PN符号は、「1」と「0」の符号の適当な繰り返しで構成される。この符号、すなわち「1」と「0」の数を「チップ長」という。一般に、Nチップの直交符号を利用すると、符号同期すなわちチップ同期の取れているとき、Nチャネルの通信が可能となる。~~

チップレート  $R_{chip}$  [cps(chip per second)]

同期符号列および直交符号を構成するチップの伝送レートで、プリアンブル部中の同期符号列のチップレートを  $R_{pre}$  と称し、データ部中の直交符号のチップレートを  $R_{data}$  と称する。データ部に関しては、 $R_{data}/N = D$  が成立する。

【0024】

図1は、本発明による符号分割多重通信方式を使用するセル化ネットワークの構成を線図的に示すものである。半径150メートル程度のセル、例えば構内セル1a, 1bにはそれぞれ基地局2a, 2bを設け、これらの基地局の間は、例えば光ケーブルを介して制御局3に接続されている。複数の移動局4a, 4b…は構内セル1a, 1b内を自由に移動でき、基地局は自分の所属する構内セル内にどの移動局が移動しているのかを絶えず検知している。各移動局4a, 4b…は基地局2a, 2bとの間で通信を行なう。移動局から基地局への通信をアップリンクと称し、基地局から移動局への通信をダウンリンクと称している。ダウンリンクでは、基地局から同じタイミングで同一セル内の移動局に送信し、移動局では、基地局から送信されて来る信号の中から自局宛ての信号のみを選択的に復調する。上述したように、本発明はこのダウンリンクの技術に関するものである。セル化ネットワークの有用性を向上するには、1つのセル内でできるだけ多くのチャネルを設定することが重要である。本発明では、この目的のためにベースバンドデータをチップ長Nの直交符号で変調している。

#### 【0025】

一般にダウンリンクにおいては、基地局から移動局に一斉に送信することは、簡単であるので、本発明に述べるパケット構成をダウンリンクに簡単に採用することができる。移動局から基地局へのアップリンクにおいては、たとえ移動局が一斉のタイミングで送信したとしても、移動局と基地局間の距離が一定でないために各移動局から基地局に到達する信号のタイミングは一致しない。しかし、何らかの方法で、各移動局からの信号が同一タイミングで基地局に到達するようにできるならば、本発明に示すパケット構成をアップリンクに利用することもできる。

#### 【0026】

図2は、本発明による符号分割多重通信方式における符号分割多重信号パケットの一例の構成を示す線図である。符号分割多重信号パケットは、チップ同期を確立するための複数の同期符号列を含むプリアンブル部と、ベースバンドデータを直交符号で変調したデータ部とで構成されている。プリアンブル部は、各々が、同期符号列より成る同期パケット部分とそれに続くダミー部分とで構成されてい

る同期バーストが複数回繰り返して構成されている。

【0027】

図2の同期バースト部分中の同期パケット部分は、後述の例では11チップのバーカー符号が送信される。「ダミー部分」については、信号を全く送信しない方法がある。このようにするとこのダミー区間では電力が送信されないので、パケット全体の積分した電力を抑えることができる利点がある。以下の実施例では、パケット全体の積分した電力を抑える目的とパケット構成を簡便にする目的で、ダミー区間には何の信号も送信していない。ダミー区間で何も送信しないとき、SAW MFは相関ピークを出力しないので、後述の動作に影響を与えない。ダミー区間に、符号「1」または符号「0」に相当する信号を連続して送信してもよい。または、ダミー区間に、受信SAW MFで相関ピークを出力させないような符号であるならば送信しても良い。

【0028】

プリアンブル部中に複数回繰り返されている同期符号列は、擬似ランダム雑音符号 (Pseudo Random Noise Code) であり、例えば、m系列符号、バーカー符号、ゴールド符号などを用いることができる。本例では11チップのバーカー符号を用いており、その符号構成は「11100010010」となっている。また、データ部は、ベースバンドデータを直交符号で変調したものであるが、この直交符号としては、直交m系列符号、直交ゴールド符号、直交ウォルシュ符号などを用いることができる。この直交符号のチップ長Nによってチャネル数が決まるが、本例では64チップの直交m系列符号を用いている。64チップの直交m系列符号を用いる場合には、実際には63チャネルとなるが、説明の便宜上64チャネルが構成されるものとする。

【0029】

上述したように、プリアンブル部中の同期符号列は11チップのバーカー符号で構成しているが、その繰り返し回数は5~15、特に6~12とすることによってチップ同期を正確に取ることができるが、本例では10回とする。同期符号列の繰り返しをこの程度の回数とすると、通信路が相当劣悪な状態でもチップ同期を取ることができることを確かめた。

## 【0030】

また、データ部に含まれるシンボルの個数はプロトコル的な制約を考えないと任意に決めることができるが、実際には、水晶振動子の安定性や、移動局の歩行によるドップラーシフトを考慮して500～1000シンボルとしている。

これは、例えば直交符号の発生タイミングを正確に検出し直交符号を発生させたとしても、受信機内で発生させる直交符号のチップレートは受信機内部で独自に発生させるために、受信した信号のチップレートと異なるためである。移動局が静止していたとしても、受信機内部で発生させる直交符号のチップレートは、受信信号のチップレートとは数～10 ppmは異なる。このため、むやみに長いデータを送信するとデータ部の最初と後ろの部分でチップ同期がはずれてしまうことになることによる。また、仮に受信機内部で正確なチップレートを再現したとしても、移動局が移動しているとドップラーシフトによるずれが生じることによる。実施例では、受信信号中のチップレートと受信機内部で発生させるチップレートの差が5～10 ppm程度であれば、500～1000シンボルのパケットを送信してもチップ同期ずれによるデータエラーは実質的に問題のないレベルであった。

## 【0031】

後述するように、図2に示した構成の符号分割多重信号パケットを実際に伝送する場合には、中心周波数が $f_0$ のキャリアと乗算している。このキャリア周波数 $f_0$ は電波法の規定を考慮して2.484GHzとしており、バンド幅は26MHz内に収まるようにしている。ここで想定した規定は、RCR STD-33である。このような点を考慮して、符号分割多重信号パケットのチップレート $R_{chip}$ を決める必要がある。本例では、プリアンブル部中の同期符号列のチップレート $R_{pre}$ を22Mcpsとし、データ部中の直交符号のチップレート $R_{data}$ をその1/2の11Mcpsとしている。上述したように、チップ長Nを64チップとしているので、 $R_{data}/N = D$ よりデータ部分のデータレートDは、約171kbpsとなる。この関係から、チップ長Nを大きくすると、チップレート $R_{data}$ は小さくなり、チップ長Nを小さくすると、チップレート $R_{data}$ は大きくなることが分かる。

## 【0032】

また、プリアンブル部中の同期符号列のチップレート  $R_{pre}$  はデータ部中の直交符号のチップレート  $R_{data}$  よりも高くする方が、より一層正確なチップ同期を取ることができるので望ましい。これは以下の理由による。SAW MFから出力される相関ピークはその包絡線の時間波形はほぼ三角波の形状をしている。三角波の時間幅は、およそチップレートの逆数である。22Mcpsのチップレートを利用するとき、約  $4.5 \text{ nsec}$  である。三角波形を利用して、直交符号の発生タイミングを検出するので、この有限の時間幅  $4.5 \text{ nsec}$  が直交符号発生タイミングの誤差を生じさせる。直交符号 1 チップ時間が長いほど、この有限時間幅  $4.5 \text{ nsec}$  の影響が少なくなる。従って、上述のように、プリンブル中の同期符号列のチップレート  $R_{pre}$  を、データ部の直交符号のチップレート  $R_{data}$  より高くする方が、より正確なチップ同期を得ることができる。このとき、 $R_{pre}$  と  $R_{data}$  の比については、原理的には任意に選択できるが、回路製作のことを相違すると整数比になっている方が、簡便に回路を設計製作できる利点がある。

#### 【0033】

本例では、プリアンブル部の同期符号列を上述したように 11 チップのバーカー符号としているので、同期パケット部分の時間は、「 $(1/22\text{Mcps}) \times 11 \text{チップ}$ 」より、 $500 \text{ nsec}$  となる。一方、データ部では 64 チップの直交 m 系列符号を使用しているので、1 つのシンボルの時間  $T_{symbol}$  は、「 $(1/11\text{Mcps}) \times 64 \text{チップ}$ 」より、約  $5.8 \mu\text{sec}$  となる。本発明の一つの特徴として、プリアンブル部の同期バーストの時間  $T_{burst}$  をデータ部のシンボル時間の整数倍とする点があるが、本例ではこれらの時間を等しくしており、同期パケット中のダミー部分の時間はこのような条件を満たすように決められている。上述のように  $T_{symbol}$  を  $T_{burst}$  と等しくとっているので、 $T_{burst}$  は約  $5.8 \mu\text{sec}$  である。同期パケット時間部分の時間は  $500 \text{ nsec}$  ( $= 0.5 \mu\text{sec}$ ) であるので、同期パケット中のダミー時間は、「 $約 5.8 \mu\text{sec} - 0.5 \mu\text{sec} = 約 5.3 \mu\text{sec}$ 」となる。

#### 【0034】

図 3 は、基地局（送信局）2a, 2b の構成を示すブロック図であるが、基本的な構成は従来のものと同様である。すなわち、ベースバンドデータ発生回路 1 から出力される伝送すべきベースバンドデータを第 1 の乗算器 12 へ供給し、

この第1の乗算器へは拡散信号発生回路13から所定のタイミングで出力される11チップのバーカー符号列および64チップの直交m系列符号を供給し、図2に示したような構成を有する符号分割多重信号パケットを生成する。このようにして生成された符号分割多重信号パケットを第2の乗算器14へ供給し、ここで、キャリア発生器15から出力されるキャリアと乗算し、その出力をアンテナ16を経て送信する。このキャリアの中心周波数 $f_0$ は、上述したように2.484GHzとなっている。なお、図2の例では、ベースバンドデータに拡散符号を乗算し、ついでキャリアを乗算しているが、この乗算の順番を変えてよい。すなわち、ベースバンドデータにキャリアを乗算し、ついで拡散符号を乗算しても良い。数学的にはどちらを先に乗算しても同じである。しかし、先にキャリアを乗算すると、送信機内部において2.4GHz帯の信号を処理する回路が多くなるので、高周波信号のシールド対策が面倒になる欠点がある。

### 【0035】

図4は、上述した基地局2aもしくは2bから送信される符号分割多重通信信号を線図的に示すものである。プリアンブル部は上述したように同期パケット部分およびデータ部分より成る同期バーストを10回繰り返して構成されている。データ部では、ベースバンドデータが64チップの直交m系列で拡散スペクトラム変調されているので、1つのデータパケットにはチャネル1～チャネル63の63チャネル分の符号分割多重信号が500シンボル分だけ含まれている。図4では、プリアンブル部がこれらの63チャネルに対して共通に伝送されていることを線図的に表している。上述したように、プリアンブル部の1つの同期バーストの時間 $T_{burst}$ はデータ部の1つのシンボルの時間 $T_{symbol}$ と等しくとっている。

### 【0036】

図5は移動局（受信局）4a, 4b…の一例の構成を示すものである。上述した特開平09-261121号公報に記載されている従来の符号分割多重通信方式における移動局では、表面弹性波マッチトフィルタ(SAW MF)から出力される相関ピークに含まれるキャリアを検出して受信信号のキャリアと同期したキャリアを生成し、このキャリアと同期符号列とを混合した信号と、受信信号とを乗算し

て元のベースバンドデータを再生するようにしていた。弹性表面波マッチトフィルタ (SAW MF) から出力される相関ピークの期間は、上述のように500nsecと短いので、この短い時間内にキャリアを正確に再生することは実際問題として非常に困難である。そこで本例においては、受信信号からキャリアを再生する必要性を無くしたものである。

## 【0037】

移動局ではアンテナ21で受信した符号分割多重信号を分波器22で分波し、その1つをゲインが可変のアンプ23に供給する。上述した分波器22で分波された信号を受けて受信信号のレベルを判定する受信レベル判定回路24と、この受信レベル判定回路の出力信号を受けて受信制御信号を発生する受信制御信号発生回路25とを設け、この受信制御信号発生回路から出力される制御信号を上述したアンプ23へ利得制御信号として供給する。これらの回路は自動利得制御回路を構成するものであり、アンプ23からは、常に所定のレベルの信号が出力されるようになる。図5の例では、受信レベル判定回路の入力は、アンテナ21の受信信号をそのまま利用しているが、SAW MFの後段、すなわちSAW MF26と包絡線検波器27の間からの信号を受信レベル判定回路の入力に利用しても良い。なお、用途によっては、包絡線検波回路27以降の信号処理が面倒になる欠点はあるものの、受信レベル判定回路24、受信制御信号発生回路25、可変ゲインアンプ23を設けなくても良い。

## 【0038】

上述したアンプ23の出力信号を表面弹性波マッチトフィルタ (SAW MF) 26へ供給し、上述したプリアンブル部中の同期符号列を検出する。このような表面弹性波マッチトフィルタ26そのものは周知であるので、ここでは説明を省略する。SAW MFについては、特開平09-261121号公報に説明されている。また、H. Nakase, T. Kasai, Y. Nakamura, K. Masu and K. Tsubouchi, "One Chip Demodulator Using RF Front-End SAW Correlator for 2.4GHz Asynchronous Spread Spectrum Modem", The 5th International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'94), The Hague, 374-378 (1994) に本願で利用した窒化アルミニウム／サファイア構造のSAW MFについて記載され

ている。窒化アルミニウム／サファイア構造SAW MFは、高音速であり、かつ零温度係数伝搬遅延時間特性をもつ。動作中心周波数2.4GHzのSAW MFを構成するときのIDT (InterDigital Transducer) 電極のライン&スペースは $0.6\mu\text{m}$ であり、現在の微細加工技術をもって容易に製作できる特徴がある。他の材料で中心周波数2.4GHz程度のマッチトフィルタを構成しようとするとIDT電極のライン&スペースは、 $0.2\sim0.3\mu\text{m}$ であり、微細加工技術としての困難さが伴う。2.4GHz帯のスペクトラム拡散信号を直接入力し、相関出力を得る弹性表面波マッチトフィルタとしては、窒化アルミニウム／サファイア構造を基本とするSAW MFが好適であるが、他の材料からなるSAW MFを利用しても良い。また、受信機の電力のことを重視しなければ、Si ULSI技術に基づくマッチトフィルタを利用してもよい。Si ULSI技術に基づくマッチトフィルタを利用するときは、キャリアを含んだ信号を処理できるものであれば利用できる。

#### 【0039】

弹性表面波マッチトフィルタ26は同期符号列を検知すると相関ピークを出力し、この相関ピークを包絡線検波器27に供給し、その出力を直交符号同期回路28へ供給し、その出力を直交符号発生回路29へ供給して同期符号列と同期した、すなわちチップ同期の取れた直交符号を発生させる。

#### 【0040】

図5の実施例では、相関ピークを検出するに包絡線検波を利用しているが、相関ピークの発生タイミングを知ることができるならば包絡線検波以外の方法を利用することができる。要は相関ピークの発生タイミングを検出できれば良い。同期符号列の構成が複雑になり、かつ受信部構成も若干複雑になるが、遅延検波回路を利用しても良い。

#### 【0041】

本例においては、このようにして直交符号発生回路29から発生させた直交符号を第1の乗算器30へ供給し、分波器22で分波したスペクトラム拡散信号と乗算する。この乗算の結果、ベースバンドデータをキャリアで変調した挿帯域変調信号が得られる。

#### 【0042】

図6Aは、第1の乗算器30へ供給されるスペクトラム拡散信号の周波数スペクトルを模式的に示すものであり、図6Bは第1の乗算器から出力される上述した狭帯域変調信号を模式的に示すものである。今、ベースバンドデータを $D(t)$ 、キャリアを $\cos \omega t$ 、直交符号を $C(t)$ 、スペクトラム拡散信号を $D(t) \cdot C(t) \cos \omega t$ で表すとする。一般に、ベースバンドデータをBPSK変調 (Bi-Phase Shift Keying: 二相位相変調) するときは、ベースバンドデータ「1」に対して、 $D(t)=1$ 、ベースバンドデータ「0」に対して、 $D(t)=-1$ となる。また、直交符号を乗算する二次変調をPSK変調する場合は、直交符号の「1」に対して、 $C(t)=1$ 、直交符号の「0」に対して、 $C(t)=-1$ となる。例えば11チップの符号列は、「11100010010」であるが、 $C(t)$ としては「+1、+1、+1、-1、-1、-1、+1、-1、-1、+1、-1」となる。キャリア周波数を $f_0$ とすると、 $\omega = 2\pi f_0$ である。 $D(t) \cdot C(t) \cos \omega t$ のスペクトラムはキャリア中心周波数 $f_0$ を中心としてチップレートの2倍 (2 Rchip) の帯域を有する中心成分とその両側の側帯波がある。RCR-STD 33の規定に従って送信する場合は、側帯波の部分がその規定に合致するように電力スペクトラムが抑制される。このようなスペクトラム拡散信号とチップ同期の取れた直交符号とを乗算すると、 $D(t) \cos \omega t$ で表される信号が得られる。この信号は、キャリア中心周波数 $f_0$ を中心とし、スペクトルの拡がりが約500kHzと小さい狭帯域変調信号である。

#### 【0043】

本例では、このようにして得られる狭帯域変調信号を第2の乗算器31へ供給して、キャリア発生器32から発生される2.484GHzのキャリアと乗算して復調し、その出力を低域通過フィルタ33に通してベースバンドデータを再生することができる。上述した狭帯域変調信号を復調する技術は既知であり、何らかの方法で受信信号のキャリアと位相の揃ったキャリアをキャリア発生器32で発生させることによりベースバンドデータの復調が可能である。

#### 【0044】

ここで、本発明の一例について、ダウンリンクのデータレートの具体的な数値例を示しておく。プリアンブル部中の同期バーストの数を10、ひとつの同期バースト内の同期パケット部分 (同期符号列) のチップレート $R_{pre}$ を22Mcpsの1

1チップバーカー符号、データ部分の直交符号に64チップの直交m系列、データ部分の直交符号のチップレート  $R_{data}$  として 11Mcps とする。データ部分の  $T_{symbol}$  は、 $(1/11Mcps) \times 64 = 5.8 \mu sec$  となる。データ部分のシンボル数を 500 とする。プリアンブル部とデータ部分の総和、すなわちパケット長は、 $510 \times T_{symbol} = 2.96 msec$  となる。1パケットで、500シンボルのデータを送信しているので、1パケット当たりの実質データレートは、 $(500/2.96 msec) = 168 kbps$  となる。これは、パケットを垂れ流し状態で送信した場合のデータレートである。アップリンクとダウンリンクにおいてTDD (Time Division Duplex) を利用して送受信すると、アップリンクおよびダウンリンクで利用する時間を2等分すると、ダウンリンクにの実質的データレートは 168 kbps の半分、すなわち 84 kbps となる。ここで、特筆すべきことは、チャネル数を 64 確保し、かつ各チャネルのデータレートが 64 kbps であることである。

#### 【0045】

図7は本発明の符号分割多重通信方式に使用する移動局の他の例を示すブロック図であり、図5に示した部分と同じ部分には同じ符号を付けて示した。上述した実施例では、キャリア発生器32からは、受信信号中のキャリアと同じ周波数のキャリア、すなわち2.484GHzを中心周波数とするキャリアを発生させたが、本例では、受信信号のキャリア周波数とは異なる周波数のキャリアを発生するキャリア発生器41を設け、このキャリアと上述した狭帯域変調信号とを第2の乗算器31で乗算することによって中心周波数を両キャリア周波数の差の周波数に変化させて狭帯域変調信号とし、これを検波回路42によって検波してベースバンドデータを復調するものである。このような変調方式はヘテロダイン方式と呼ばれており既知のものであるので、これ以上詳細な説明は省略する。

#### 【0046】

図8は本発明による符号分割多重通信方式に用いる移動局のさらに他の構成を示すブロック図である。本例においても、上述した実施例と同じ部分には同じ符号を付けて示した。本例では、上述した従来技術（特開平09-261121号公報）と同様に、表面弹性波マッチトフィルタ26から得られる相関ピークに含まれるキャリアを検出して再生し、このキャリアと直交符号とを混合した信号と

、受信したスペクトラム拡散信号とを乗算して元のベースバンドデータを復調するものである。

## 【0047】

すなわち、弾性表面波マッチトフィルタ26から出力される相関ピークをキャリア発生器51に供給する。この相関ピークは図9Aに示すように、相関ピークが検出されたときにはきわめて大きな振幅を有するものであるが、それ以外のときの振幅は非常に小さくなっている。そこで、例えばキャリア発生器51においては、リミッタアンプを用いて、図9Bに示すように相関ピーク期間ならびに相関ピーク以外の期間の信号を大きく増幅し、この信号を利得を調整した後、2.484GHzを通過帯域とする帯域通過フィルタに通して中心周波数が2.484GHzのキャリアを発生させるように構成している。キャリア発生器51の構成としては、受信信号のキャリアを再生できる方法であれば、他の方法を用いることもできる。しかし、相関ピークの時間幅は、上述の実施例では45nsec程度と非常に短いため、図5ならびに図7のように一旦狭帯域変調波にした後、通常の狭帯域復調をおこなった方が回路規模も小さく、かつ動作の安定性が高い。

## 【0048】

このようにして発生させたキャリアと、直交符号発生器29から発生されるチップ同期の取れた直交符号とを第1の乗算器52において混合し、この混合した信号を第2の乗算器53において受信した符号分割多重信号と乗算し、その出力信号を積分器54に供給して元のベースバンドデータを復調する。

## 【0049】

本発明は上述した実施例にのみ限定されるものではなく、幾多の変更や変形が可能である。例えば、上述した実施例に示した数値は例として示したものであり、本発明がこれらの数値にのみ限定されるものでないことは明らかである。

## 【0050】

例えば、図5ならびに図7で開示した受信機の構成では、アンテナから入力された信号、すなわち中心周波数約2.4GHzの信号を分波器、アンプを通してSAW MFに入力している。このような構成はダウンコンバートを必要としないので回路全体を簡便に構築できる利点があった。これは、窒化アルミニウムを構成要素とした

SAW MFでは2.4GHz帯のスペクトル拡散された信号から直接相関ピークを検出できるから可能となる構成である。ダウンコンバート用回路を設けなければならないという欠点が生じるが、アンテナから入力した信号に、適当な周波数をもつ正弦波信号を乗算して、その中心周波数をダウンコンバートした後、図5あるいは図7に記載の回路構成で受信機を構成しても、上記実施例と同じ効果を期待することができる。なお、ダウンコンバートした信号を利用するときは、SAW MFの中心周波数はダウンコンバートしたキャリア周波数に一致させる必要がある。

#### 【0051】

さらに、上述した実施例に示したデータパケット構成では、プリアンブル部の同期符号列を11チップのバーカー符号とし、データ部の直交符号を64チップの直交m系列符号としたが、プリアンブル部の同期符号列を15チップのm系列符号とし、データ部を64チップの直交m系列符号としたり、プリアンブル部の同期符号列を11チップのバーカー符号とし、データ部の直交符号を64チップの直交ウォルシュ符号としたり、プリアンブル部を15チップのm系列符号とし、データ部の直交符号を64チップの直交ウォルシュ符号とすることもできる。さらに、データ部の直交符号としては、直交ゴールド符号を使用することもできる。

#### 【0052】

また、上述した実施例では、プリアンブル部に複数の同期符号列を設けたが、プリアンブル部の同期バーストの時間をデータ部の1つのシンボルの時間に等しくすれば、プリアンブル部に1つの同期バーストのみを設けることもできる。

又、上述した実施例では、プリアンブル部に設けた複数の同期バースト中の同期符号列は同じ構成のものとしたが、これらの構成を異ならせることもできる。この場合には、構成が異なる同期符号列を識別できるように構成が異なる複数の弾性表面波マッチトフィルタを使用することにより、いずれか1つの同期符号列による相関ピークを検出することにより、データ部の開始タイミングに合わせて直交符号を発生させることができる。このように構成の異なる同期符号列を用いることによって種々の環境下でもチップ同期を正確に且つ高速で取ることができるようになる。

## 【0053】

また、上述した実施例では、プリアンブル部中に複数の同期バーストを設ける場合、各同期バーストには1つの同期符号列のみを設けたが、複数の同期符号列を設けることもできる。この場合、これら複数の同期符号列は同一の構成とするか異なる構成のものとすることができます。

## 【0054】

## 【発明の効果】

上述したように、プリアンブル部に複数の同期符号列を設けた本発明による符号分割多重通信方式によれば、これら複数の同期符号列の何れか1つの相関ピークを検出することによってチップ同期を取ることができるので、劣悪な環境下においてもチップ同期を正確且つ高速で取ることができ、パケット全体が欠落するような事態が発生する可能性を著しく低減することができる。

## 【0055】

また、プリアンブル部の同期符号列を含む同期バーストの時間をデータ部のシンボル時間の整数倍、特にこれらを等しくした本発明による符号分割多重通信方式によれば、プリアンブル部に含まれる何れか1つの同期符号列の相関ピークを検出することによってデータ部のシンボルの開始タイミングに合った直交符号を発生させることができるので、正確なチップ同期を取ることができる。

## 【0056】

さらに、移動局内で独自に発生させたキャリアに基づいてベースバンドデータを復調するようにした本発明による符号分割多重通信方式によれば、アンテナに受信された受信信号からキャリアを発生させる必要がないので、正確な復調が可能となる。

## 【図面の簡単な説明】

## 【図1】

図1は、本発明による符号分割多重通信方式の全体の構成を示す線図である。

## 【図2】

図2は、本発明による符号分割多重通信方式における符号分割多重信号パケットの構成の一例を示す線図である。

## 【図3】

図3は、本発明による符号分割多重通信方式における基地局の構成を示すブロック図である。

## 【図4】

図4は、基地局から送信される送信信号を示す線図である。

## 【図5】

図5は、本発明による符号分割多重通信方式における移動局の一例の構成を示すブロック図である。

## 【図6】

図6Aおよび6Bは、スペクトラム拡散信号および狭帯域変調信号を示す線図である。

## 【図7】

図7は、本発明による符号分割多重通信方式における移動局の他の例の構成を示すブロック図である。

## 【図8】

図8は、本発明による符号分割多重通信方式における移動局のさらに他の例の構成を示すブロック図である。

## 【図9】

図9Aおよび9Bは、表面弾性波マッチトフィルタの出力からキャリアを抽出する動作を示す線図である。

## 【符号の説明】

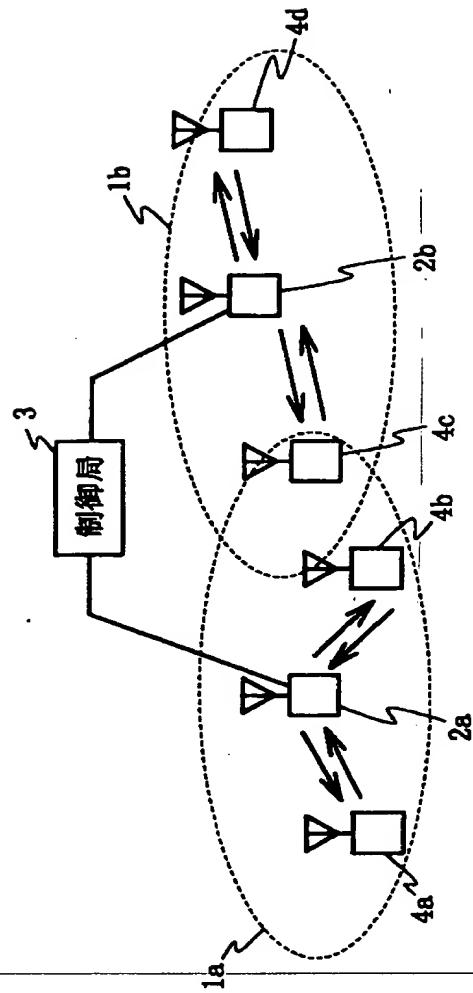
1 a, 1 b 構内セル、 2 a, 2 b 基地局、 3 制御局、 4 a～4 d  
 移動局、 11 ベースバンドデータ発生回路、 12 第1の乗算器、 13  
 拡散符号発生器、 14 第2の乗算器、 15 キャリア発生器、 16  
 送信アンテナ、 21 受信アンテナ、 22 分波器、 23 利得可変アン  
 プ、 24 受信レベル判定回路、 25 受信制御信号発生器、 26 表面  
 弹性波マッチトフィルタ、 27 包絡線検波器、 28 直交符号同期回路、  
 29 直交符号発生器、 30 第1の乗算器、 31 第2の乗算器、 3  
 2 キャリア発生器、 33 低域通過フィルタ、 41 キャリア発生器、

42 検波回路、 51 キャリア発生器、 52 第1の乗算器、 53 第  
2の乗算器、 54 積分器

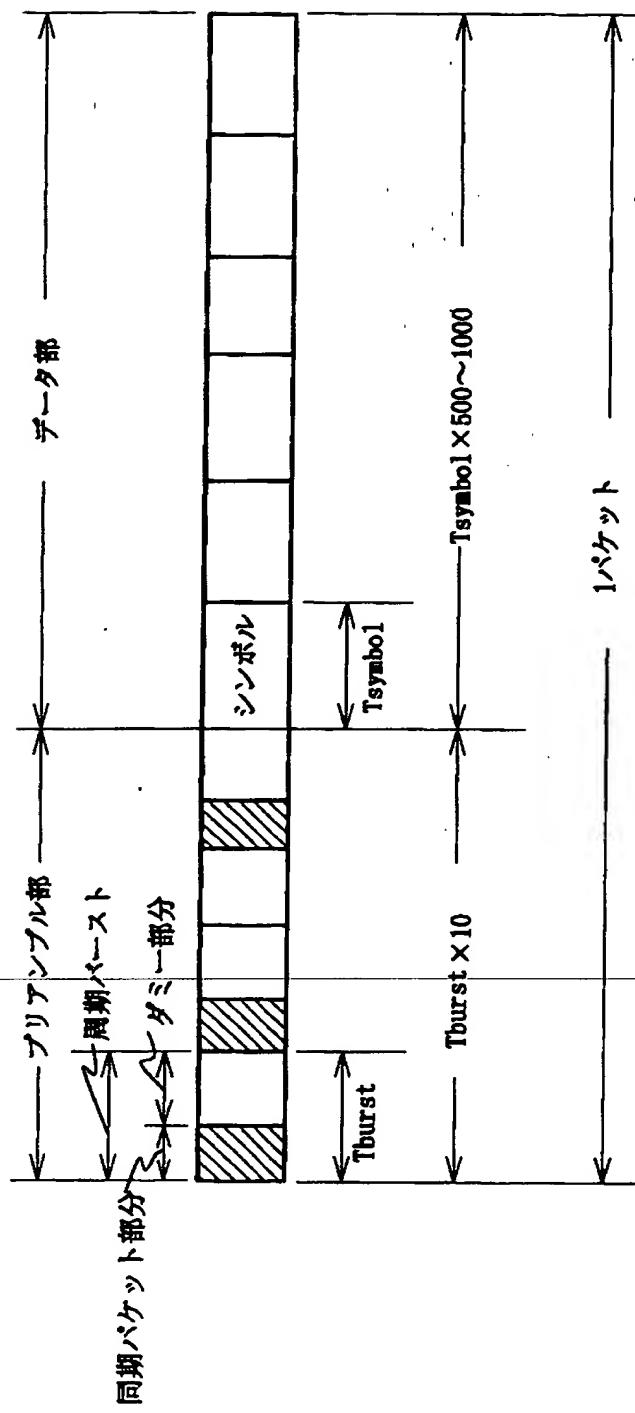
【書類名】

図面

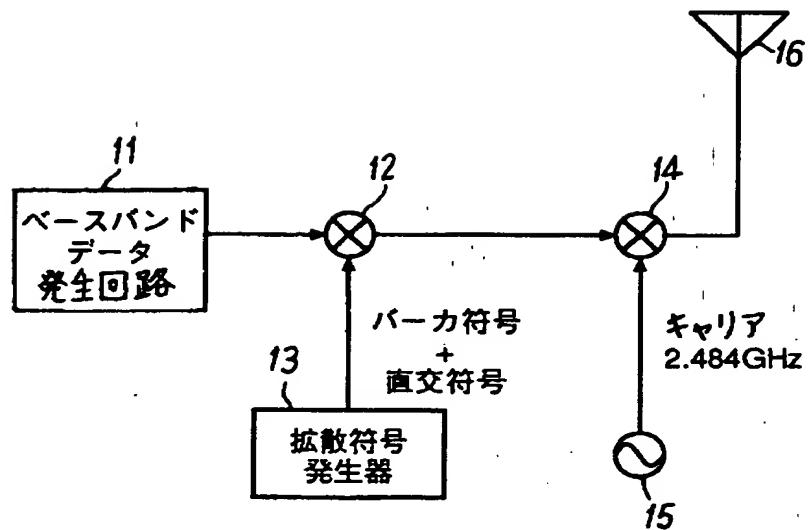
【図1】



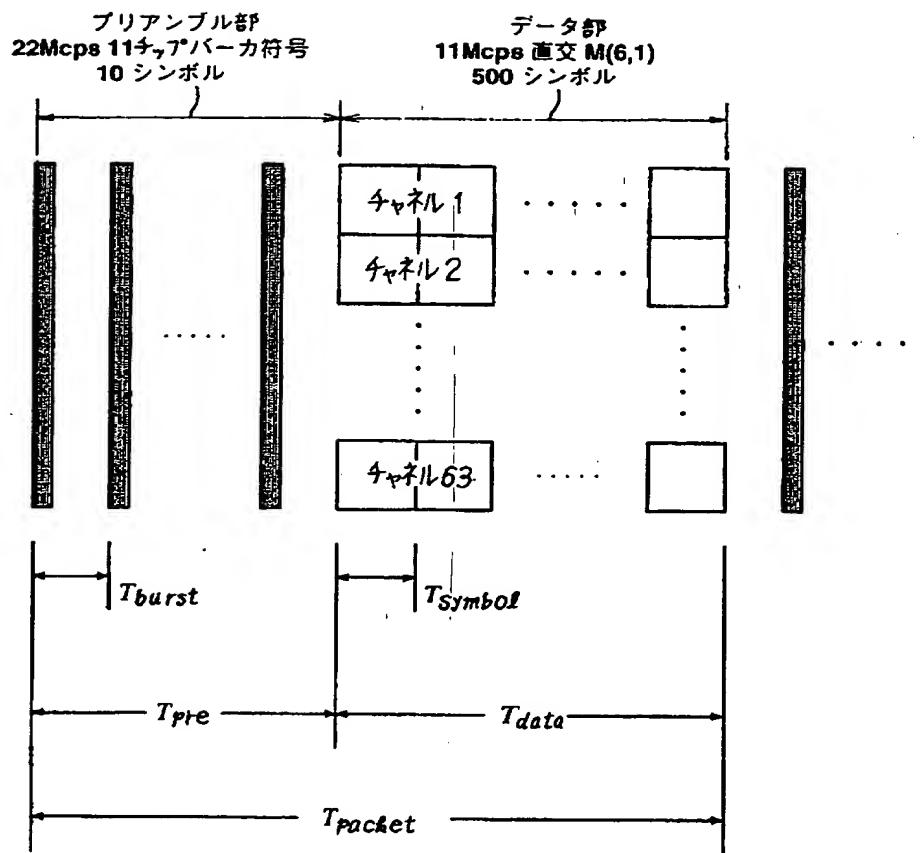
【図 2】



【図3】



【図4】



データシンボル周期:  $T_{symbol} = 64/11 \times 10^6 = 5.81 \mu\text{sec}$

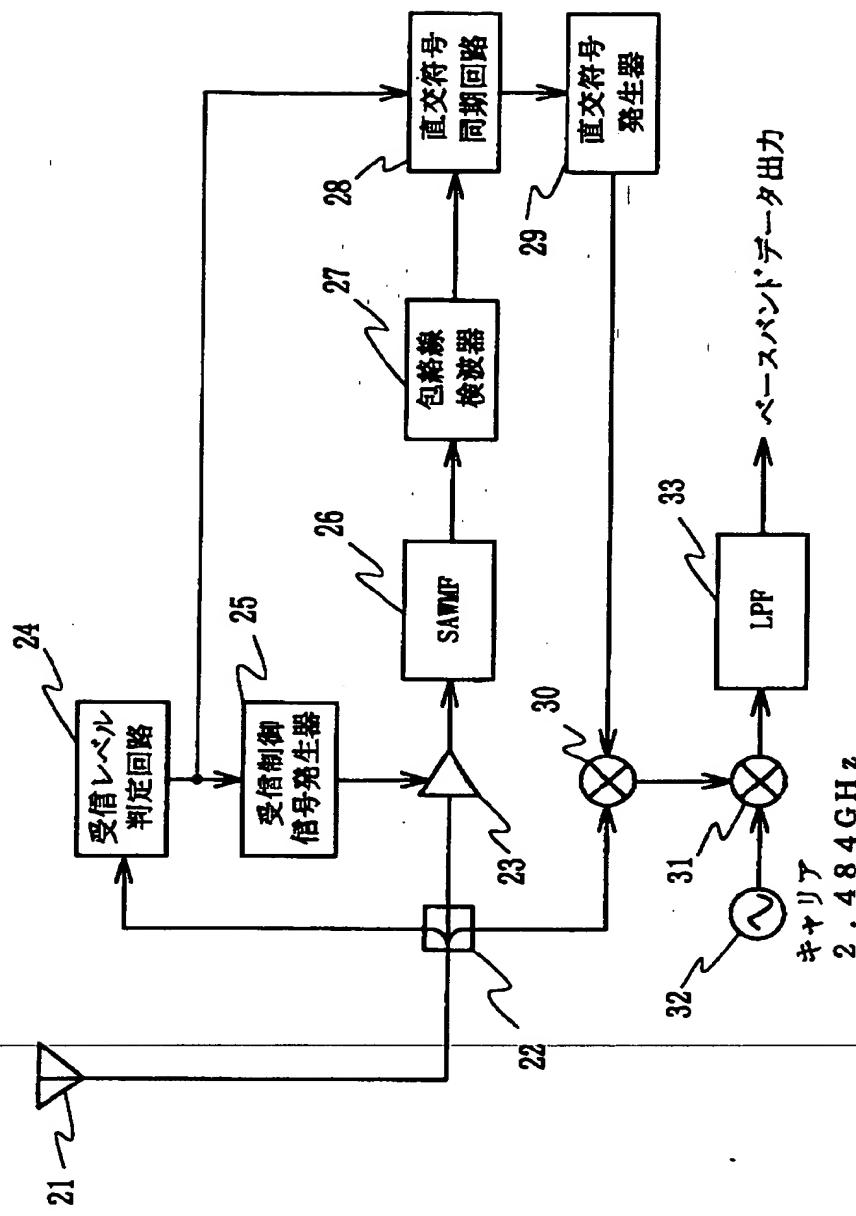
ブリアンブルバースト 周期:  $T_{burst} = T_{symbol}$

ブリアンブル長:  $T_{pre} = 10 \cdot T_{symbol}$

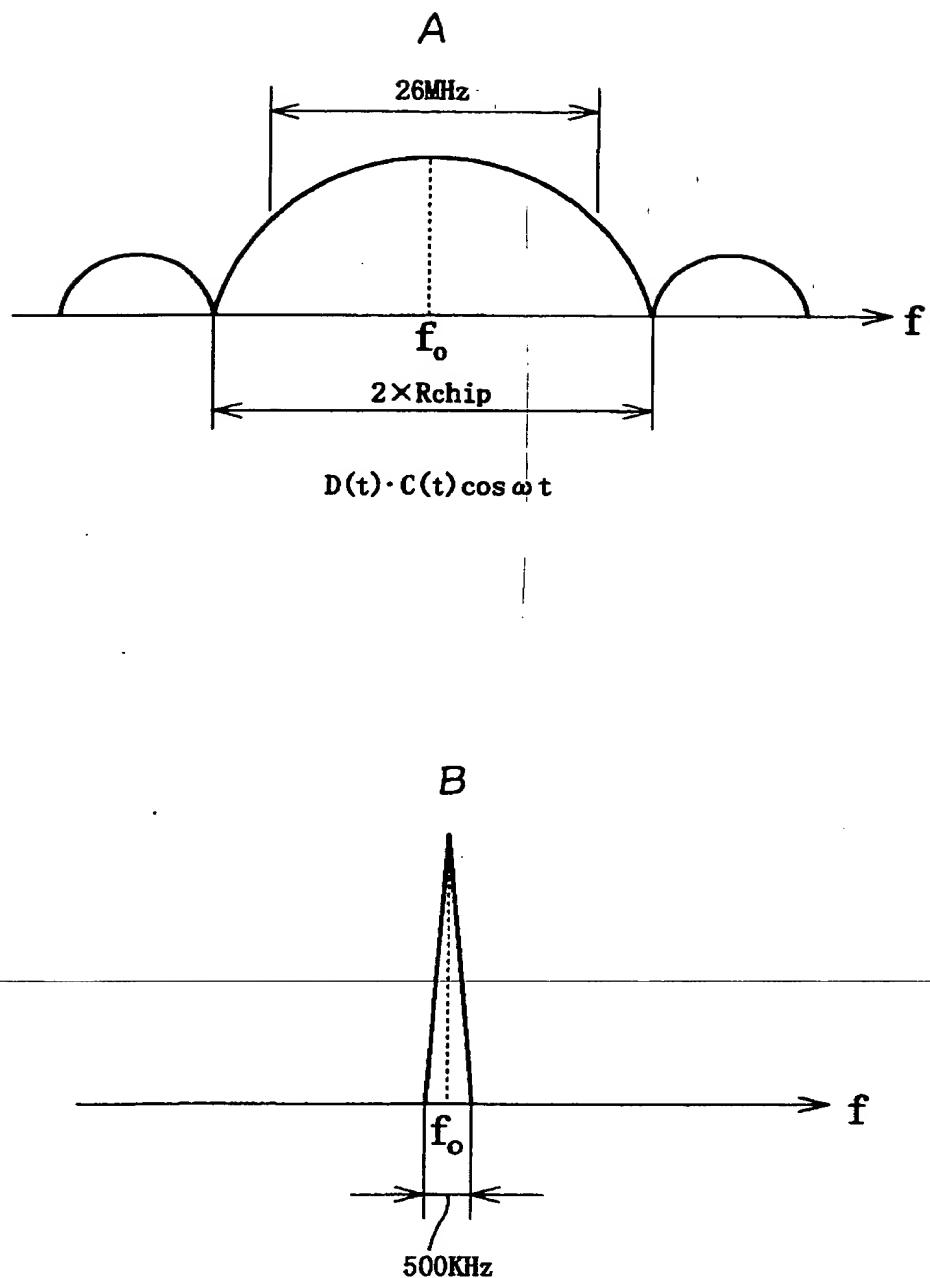
データ長:  $T_{data} = 500 \cdot T_{symbol}$

パケット長:  $T_{packet} = T_{pre} + T_{data} = 510 \cdot T_{symbol}$

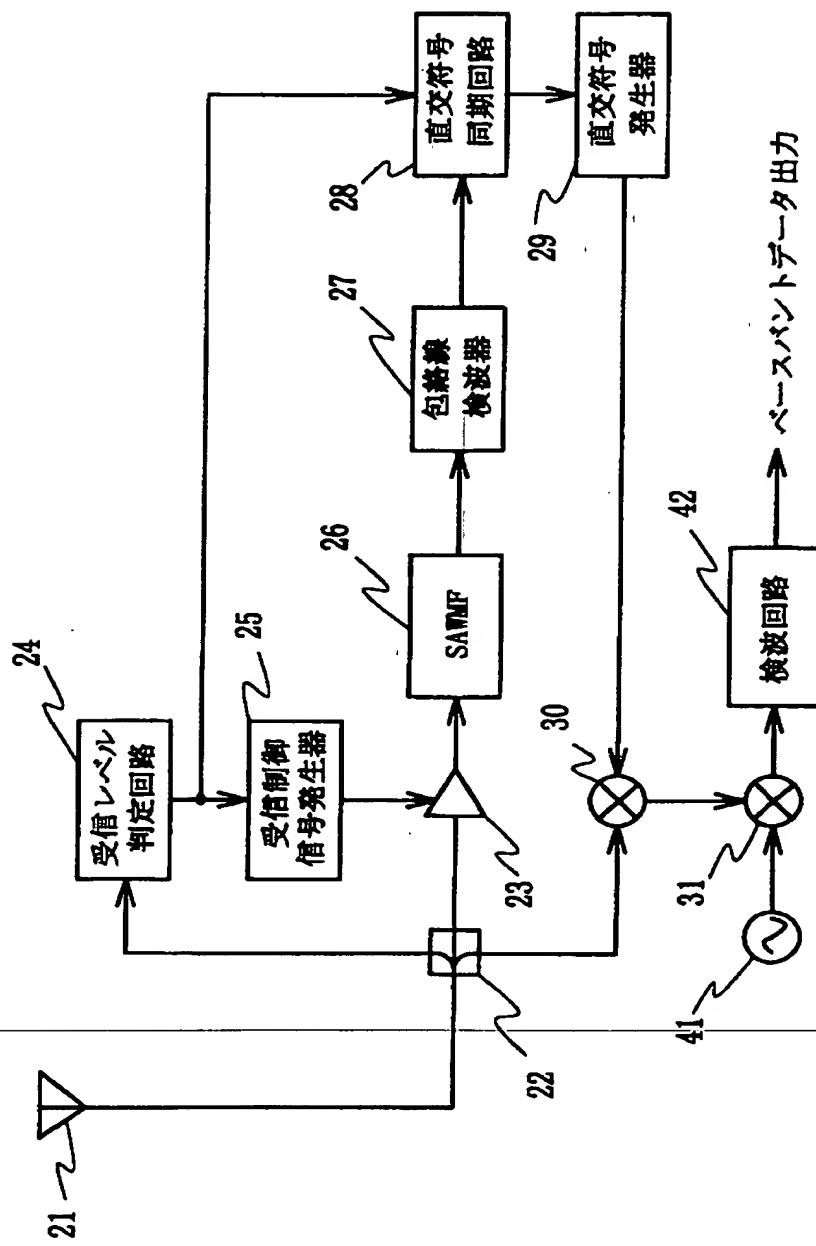
【図5】



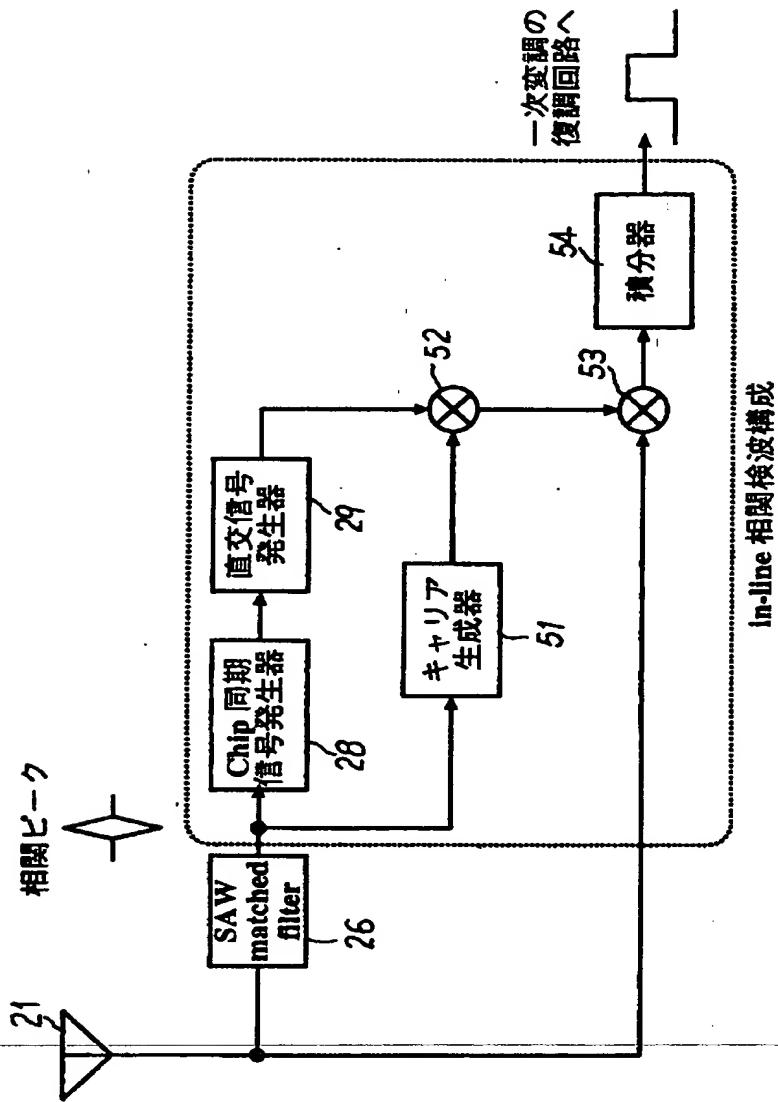
【図6】



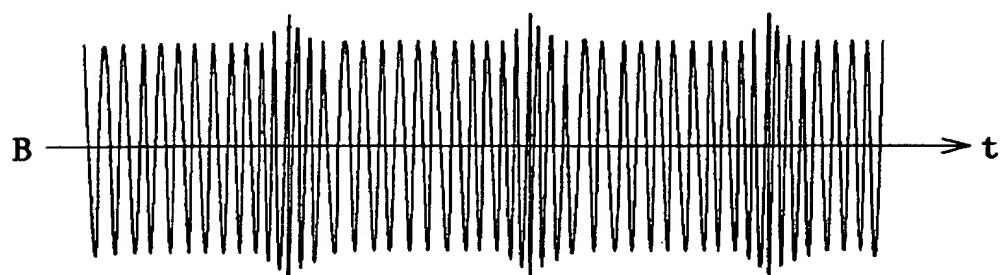
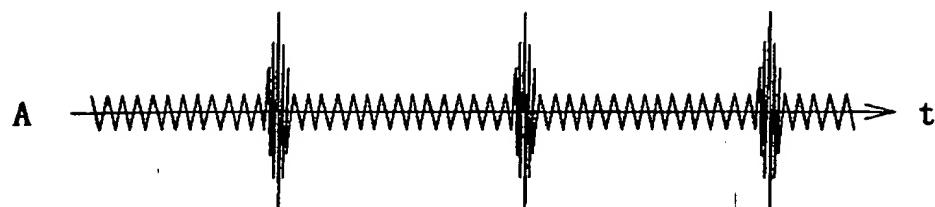
【図7】



【図8】



【図9】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 通信路の状況が悪い場合にも、同期符号列による表面弾性波マッチトフィルタからの相関ピークによってチップ同期の取れた直交符号を発生させることにより、パケット全体が欠落しないようにするとともに受信信号からキャリアを再生する必要をなくした符号分割多重通信方式を提供する。

【解決手段】 スペクトラム拡散信号のプリアンブル部中に、それぞれが11チップのバーカー符号よりなる同期パケット部分とダミー部分とで構成された複数の同期バーストを設けるとともに、1つの同期バーストの時間  $T_{burst}$  を、64チップの直交m系列符号で変調したデータ部の1つのシンボル時間  $T_{symbol}$  と一致させる。複数の同期符号列の何れか1つでも相関ピークが検出されれば、データ部の最初のシンボルの開始タイミングに合った直交符号を発生でき、チップ同期を正確に且つ高速で取ることができる。

【選択図】 図2

【書類名】 職権訂正データ  
 【訂正書類】 特許願

## &lt;認定情報・付加情報&gt;

## 【特許出願人】

【識別番号】 000215589  
 【住所又は居所】 宮城県仙台市太白区人来田2丁目30-38  
 【氏名又は名称】 坪内 和夫  
 【代理人】 申請人  
 【識別番号】 100059258  
 【住所又は居所】 東京都千代田区霞が関3-2-4 霞山ビル7階  
 【氏名又は名称】 杉村 晓秀

## 【選任した代理人】

【識別番号】 100072051  
 【住所又は居所】 東京都千代田区霞が関3-2-4 霞山ビル7階  
 【氏名又は名称】 杉村 興作  
 【選任した代理人】 申請人  
 【識別番号】 100098383  
 【住所又は居所】 東京都千代田区霞が関3丁目2番4号 霞山ビルデ  
 ィング7階 杉村萬國特許事務所内  
 【氏名又は名称】 杉村 純子

## 【選任した代理人】

【識別番号】 100101096  
 【住所又は居所】 東京都千代田区霞が関3丁目2番4号 杉村萬國特  
 許事務所内  
 【氏名又は名称】 德永 博

## 【選任した代理人】

【識別番号】 100100125  
 【住所又は居所】 東京都千代田区霞が関3丁目2番4号 杉村萬國特  
 許事務所内  
 【氏名又は名称】 高見 和明

## 【選任した代理人】

【識別番号】 100073313  
 【住所又は居所】 東京都千代田区霞が関3-2-4 杉村特許事務所  
 内  
 【氏名又は名称】 梅本 政夫

## 【選任した代理人】

【識別番号】 100097504

【住所又は居所】 東京都千代田区霞が関3丁目2番4号 霞山ビルディング7階 杉村萬國特許事務所内  
【氏名又は名称】 青木 純雄

【選任した代理人】

【識別番号】 100102886

【住所又は居所】 東京都千代田区霞が関3丁目2番4号 霞山ビルディング7階 杉村萬國特許事務所内  
【氏名又は名称】 中谷 光夫

【選任した代理人】

【識別番号】 100107227

【住所又は居所】 東京都千代田区霞が関3丁目2番4号 霞山ビルディング7階 杉村萬國特許事務所内  
【氏名又は名称】 藤谷 史朗

出願人履歴情報

識別番号 [000215589]

1. 変更年月日 1990年 8月11日

[変更理由] 新規登録

住 所 宮城県仙台市太白区人来田2丁目30-38

氏 名 坪内 和夫

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**